

Capacité du canal du réseau cinquième génération de télécommunication 5G

Ramasondrano. A.¹, Randriamitantsoa P. A.², Randriamitantsoa . A.³

Laboratoire de Recherche Télécommunication, Automatique, Signal et Images

(LR-T.A.S.I.)

Ecole Doctorale en Sciences et Techniques de l'Ingénierie et de l'Innovation

(ED – STII)

Ecole Supérieure Polytechnique Antananarivo

Université d'Antananarivo

BP 1500, Ankatso – Antananarivo 101 – Madagascar

¹*ram.imanja@gmail.com*, ²*rpauguste@gmail.com*, ³*andriau23@gmail.com*

Résumé

Un nouveau concept qui est l'un des meilleurs candidats pour aider à atteindre les objectifs en matière de déploiement de la 5G, connu sous le terme : « massive Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) ». Dans un système Massive MIMO, l'émetteur et le récepteur sont tous équipés d'un grand nombre d'antennes (généralement des dizaines $M > 10$, voire des centaines). Il profite des avantages des systèmes MIMO classiques, mais permet aussi d'améliorer de manière significative l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique. Lorsque l'information numérique est transférée d'un périphérique à un autre, il passe par une sorte de support physique appelé le canal. Dans cet article, nous nous concentrons sur la catégorie des canaux sans fil où les données sont envoyées dans l'air sous forme d'ondes radio électromagnétiques. La téléphonie cellulaire et WLAN (à savoir, des réseaux informatiques sans fil) sont des exemples de systèmes de

communication qui fonctionnent sur des canaux sans fil.

Mots clés : Massive MIMO, Ondes millimétriques, 5G.

Abstract

The past decade has witnessed a massive increase in the use of wireless communication devices. This is marked by the dramatic growth in the use of smartphones, tablets, laptops, and various other wireless devices. The rise in demands for a more reliable and fast wireless communication has led to the development of a new generation of mobile communication. This is where the fifth generation of wireless or 5G communication networks is born. In this article, we focus on fundamental mathematical tools around 5G telecommunication networks.

Keywords: Massive MIMO, Millimeter Waves, 5G

1. Introduction

La capacité de communication pour le réseau 5G doit être largement supérieure à celle de la quatrième génération. On parle par exemple de débits supérieurs à 10 Gbit/s, de latences inférieures à une milliseconde et d'autonomie pouvant atteindre plusieurs années. Pour ce faire dans les réseaux de télécommunication 5G, nous nous appuyerons sur les concepts d'Hetnet, de Massive MIMO et d'Ondes millimétriques.

2. Modèles de réseaux sans fil

2.1. Géométrie Stochastique

Les modèles de géométrie stochastique sont des modèles assumant les positions des nœuds ou la structure du réseau pour être aléatoire, en raison de l'imprévisibilité des utilisateurs dans les réseaux sans fil.

2.2. Processus ponctuels

Un processus ponctuel est défini comme un type de processus aléatoire utilisé pour décrire une collection de points, dont chacun est localisé dans le temps et dans l'espace géographique. Il existe plusieurs classes de processus ponctuel telles que les Processus Ponctuels de Poisson ou PPP, les Processus Ponctuels Déterminantaux (DPP) et les Ponctuels de Ginibre ou GPP.

2.2.1. Processus Ponctuels de Poisson

Le Processus Ponctuel de Poisson est un processus de point simple N tel que le nombre de points $N(A)$ dans n'importe quel secteur délimité par la région A qui est une variable

aléatoire de Poisson. La distribution de probabilité du nombre $N(A)$ de points isolés tombant dans une région A est donnée par:

$$P(N(A) = k) = \frac{(\mu(A))^k e^{-\mu(A)}}{k!} \quad (1)$$

où $\mu(A)$ est la mesure de la région A

2.2.2. Processus Ponctuels Déterminantaux

C'est un processus stochastique noté Φ avec une distribution de probabilité caractérisée comme un déterminant de certaines fonctions et est défini par une fonction de densité de joint donnée par :

$$\rho_n(x_1, \dots, x_n) = \det \left[K(x_i, x_j)_{1 \leq i, j \leq n} \right] \quad (2)$$

Pour chaque $n \geq 1$ et $x_1, \dots, x_n \in S$, où S est un ensemble Borel $S \subset \mathbb{R}^2$

2.2.3. Processus Ponctuels de Ginibre

Le Processus de point Ginibre ou GPP [1] appartient à la classe de DPP et il est plus régulier que le PPP.

Le noyau de GPP est défini comme

$$K(x, y) = \rho e^{\pi \rho x \bar{y}} e^{-\frac{\pi \rho}{2}(|x|^2 + |y|^2)}, x, y \in \mathbb{R}^2 \quad (3)$$

$\rho > 0$ est la densité de GPP.

2.3. Modèle de canal de propagation

2.3.1. Modèle de Rayleigh

Un canal de Rayleigh est un canal destiné aux évanouissements causés par des multi-trajets combinés à une absence de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur ou Non Line Of Sight (NLOS) et où la moyenne de la réponse impulsionnelle du canal est considérée comme nulle. La densité de

probabilité de l'évanouissement est définie par [2]:

$$f_{\alpha}(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} e^{(-\frac{\alpha^2}{\Omega})} \quad (4)$$

2.3.2.Modèle de Rice

Un canal de Rice est un modèle utilisé pour un environnement de propagation intégrant une forte visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur combiné avec plusieurs séries de trajet. Pour un canal de Rice, la densité de probabilité de l'évanouissement est définie par [2] :

$$f(x) = \frac{2(K_R+1)x}{\Omega} \exp(-K_R - \frac{(K_R+1)x^2}{\Omega}) I_0(2\sqrt{\frac{K_R(K_R+1)}{\Omega}} x) \quad (5)$$

Avec $x \geq 0$

Le paramètre K_R appelé paramètre de Rice est défini par [2] :

$$K_R = \frac{x_d^2}{2\sigma^2} \quad (6)$$

Où x_d est la composante du trajet direct avec la puissance de la composante des trajets multivoies $2\sigma^2$.

2.4.Principaux paramètres de performance de système

2.4.1.Rapport Signal sur Bruit

Le rapport signal sur bruit ou Signal-to-Noise Ratio (SNR) est une mesure de la performance d'une transmission obtenue à travers le niveau du rapport signal sur bruit reçu à la réception. Il est défini par :

$$SNR = \frac{P_S}{P_N} \quad (7)$$

où P_S et P_N représentent respectivement la puissance exprimée en Watt (W) du signal émis et du bruit qui affecte la transmission.

2.4.2.Probabilité de couverture et de coupure

La probabilité de coupure P_{out} est la probabilité que le SNR d'un canal soit inférieur ou égal à un seuil dépendant du réseau. Elle est définie par :

$$P_{out} = P(SNR \leq t) \quad (8)$$

La probabilité de couverture P_c est la probabilité que le SNR soit supérieur au seuil SNR:

$$P_c = P(SNR > t) = 1 - P_{out} \quad (9)$$

2.4.3.Capacité de canal

Dans le cas de canal point à point, l'interférence créée par d'autres émetteurs est considérée comme du bruit. Lorsque le bruit est traité comme gaussien, la loi de la capacité du canal Shannon est alors déterminée par celle du SNR à travers la formule de Shannon (en bits par seconde):

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (10)$$

Où B est la bande passante du canal en Hertz.

2.4.4.Capacité d'Ergodic

La capacité d'Ergodic est définie comme la moyenne de la capacité instantanée d'un canal de bruit blanc additif de Gauss, qui peut être exprimée par :

$$C = \mathbb{E}[B \log(1 + SINR)] = \int_{t=0}^{\infty} \mathbb{P}[B \log(1 + SINR) > t] dt$$

$$= \int_{t=0}^{\infty} \mathbb{P}[SINR > e^{t/B} - 1] dt \quad (11)$$

2.4.5. Rendement moyen réalisable

On définit le rendement moyen réalisable par :

$$\bar{R}(\theta) = \mathbb{E}[B \log(1 + SINR) \mid SINR > \theta] \quad (12)$$

Où θ est le seuil SNR. Le débit moyen possible est défini sous l'état d'une transmission réussie.

Le rapport de dimensionnalité MIMO pour le traitement linéaire des macrocellules, petites cellules et backhaul est désigné respectivement par :

$$\beta_m = \frac{K_m}{M_m}, \beta_s = \frac{K_s}{M_s}, \beta_b = \frac{K_b M_s}{M_m}$$

2.5. Taux et efficacité énergétique

Le taux de liaison descendante sur une macrocellule est donné par :

$$R_m^{DL} = (1 - \zeta_b) \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \frac{e^{-\sigma^2 z}}{z \ln 2} (1 - e^{-z v_m^D}) \exp\left(\frac{-2\pi^2 \tilde{\lambda}_u P_{ut}^\delta \mathbb{E}[S_D^\delta] z^\delta}{\alpha \sin(\frac{2\pi}{\alpha})}\right) * \exp(-\tau_m a_m \mathcal{C}_{\alpha, K_m}(z P_{mt}, t) \left(\frac{z P_{mt}}{K_m}\right)^\delta - \tau_s a_s \mathcal{C}_{\alpha, K_s} \left(\frac{z P_{st}}{K_s}\right)^\delta) f L_m(t) dt dz \quad (13)$$

où $\delta = \frac{2}{\alpha}$, $a_m = \lambda_m \pi \mathbb{E}[S_D^\delta]$, $a_s = \lambda_s \pi \mathbb{E}[S_D^\delta]$,

$\tilde{\lambda}_u = (1 - \tau_m) \lambda_m K_m + (1 - \tau_s) \lambda_s K_s$, tels que

v_m^D , $f L_m(t)$, et $\mathcal{C}_{\alpha, K}(z, t)$ sont donnés par :

$$v_m^D = \frac{P_{mt}(1-\beta_m)(G_m)^{\frac{\alpha}{2}}}{\beta_m \Gamma(1+\frac{\alpha}{2})} \quad (14)$$

$$f L_m(t) = G_m \delta x^{\delta-1} \exp(-G_m x^\delta), \quad x \geq 0 \quad (15)$$

$$\mathcal{C}_{\alpha, K}(z, t) =$$

$$\binom{K}{n} [B(1; K - n + \frac{2}{\alpha}, n - \frac{2}{\alpha}) \frac{2}{\alpha} \sum_{n=1}^K -B\left(\left(1 + \frac{s}{tK}\right)^{-1}; K - n + \frac{2}{\alpha}, n - \frac{2}{\alpha}\right)] \quad (16)$$

Avec $G_m = a_m + a_s \left(\frac{P_{st}}{P_{mt}}\right)^\delta$, et

$B(x; y, z) = \int_0^x t^{y-1} (1-t)^{z-1} dt$ est la

fonction bêta incomplète

Le taux de liaison montante sur une macrocellule est donné par :

$$R_m^{UL} = (1 - \zeta_b) \int_0^{\infty} \frac{\int_0^{\infty} \frac{(1 - e^{-\frac{z v_m^U}{t}})}{z e^{\sigma^2 z} \ln 2} \exp\{-\tilde{\lambda}_u \pi \mathbb{E}[S_D^\delta]\} \int_0^{\infty} \frac{1 - e^{-G_m u}}{1 + \frac{z^{-1} u^\delta}{P_{ut}}} du}{\Gamma(1+\delta) \delta \pi^2 z^\delta \sin(\delta \pi)} \left[\frac{\tau_m a_m P_{mt}^\delta \prod_{i=1}^{K_m-1} (i+\delta)}{\Gamma(K_m) K_m^\delta} + \frac{\tau_s a_s P_{st}^\delta \prod_{i=1}^{K_s-1} (i+\delta)}{\Gamma(K_s) K_s^\delta} \right] j L_m(t) dt dz \quad (17)$$

avec $v_m^U = (1 - \beta_m) M_m P_{mt}$

Le taux de liaison descendante sur une petite cellule est donné par :

R_s^{DL}

$$= \int_0^\infty \frac{(1 - \zeta_b)}{ze^{\sigma^2 z} \ln 2} \left(1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{zP_{st}t^{-1}}{K_s}\right)^{\Delta_s}} \right) \exp \left(\frac{-2\pi^2 \tilde{\lambda}_u P_{ut}^{\frac{2}{\alpha}} \mathbb{E} \left[S_D^{\frac{2}{\alpha}} \right] z^{\frac{\delta 2}{\alpha}}}{\sin \left(\frac{2\pi}{\alpha} \right)} \right) \exp \left(-\tau_s a_s \mathcal{C}_{\alpha, K_s} (zP_{st}, t) \left(\frac{zP_{st}}{K_s} \right)^\delta - \tau_m a_m \mathcal{C}_{\alpha, K_m} (zP_{st}, t) \left(\frac{zP_{mt}}{K_m} \right)^\delta \right) fL_s(t) dt dz \quad (18)$$

Où $\Delta_s = M_s - K_s + 1$ et $fL_s(t)$ est donné par :

$$fL_s(t) = G_s \delta x^{\delta-1} \exp(-G_s x^\delta), x \geq 0 \quad (19)$$

$$\text{avec } G_s = a_s + a_m (P_{mt}/P_{st})^\delta \quad (20)$$

Le taux de liaison montante sur une petite cellule est donné par :

$$R_s^{UL} = (1 - \zeta_b) \int_0^\infty \frac{1}{ze^{\sigma^2 z} \ln 2} \left[1 - \int_0^\infty \frac{fL_s(t) dt}{\left(1 + zP_{ut}t^{-1}\right)^{\Delta_s}} \right] \exp \left\{ -\tilde{\lambda}_u \pi \mathbb{E} \left[S_D^\delta \right] \int_0^\infty \frac{1 - e^{-G_s u}}{1 + \frac{z^{-1}u^\delta}{P_{ut}}} du \right. \\ \left. - \left[\frac{\tau_m a_m P_{mt}^\delta \prod_{i=1}^{K_m-1} (i+\delta)}{\Gamma(K_m) K_m^\delta} + \frac{\tau_s a_s P_{st}^\delta \prod_{i=1}^{K_s-1} (i+\delta)}{\Gamma(K_s) K_s^\delta} \right] \right\} dz \quad (21)$$

Le taux de liaison descendante sur le backhaul sans fil est donné par :

$$R_b^{DL} = \frac{\zeta_b M_s}{K_s} \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{e^{-\sigma^2 z}}{z \ln 2} (1 - e^{-z v_b^D}) \exp \left(-\tau_b a_b \mathcal{C}_{\alpha, K_b} M_s (zP_{mb}, t) \left(\frac{zP_{mb}}{K_b M_s} \right)^\delta \right) \exp \left(\frac{\Gamma(1+\delta) \delta \pi^2 z^\delta P_{sb}^\delta}{\sin(\delta\pi) \Gamma(M_s) M_s^\delta} \mathbb{E} [S_B^\delta] (1 - \tau_b) \lambda_s \prod_{i=1}^{M_s-1} (i + \delta) \right) fL_b(t) dt dz \quad (22)$$

où $a_b = \lambda_m \pi \mathbb{E} [S_B^\delta]$, $fL_b(t)$ et v_b^D sont donnés par :

$$fL_b(t) = a_b \delta t^{\delta-1} \exp(a_b t^\delta), t > 0 \quad (23)$$

$$v_b^D = \frac{P_{mb}(1-\beta_b)a_b^\delta}{\beta_b \Gamma(1+1/\delta)} \quad (24)$$

Le taux de liaison montante sur le backhaul sans fil est donné par :

$$R_b^{UL} = \frac{\zeta_b M_s}{K_s} \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{e^{-\sigma^2 z}}{z \ln 2} (1 - e^{-\frac{z v_b^U}{t}}) \exp \left(-\frac{\tau_b a_b \Gamma(1 + \delta) \delta \pi^2 z^\delta P_{mb}^\delta \prod_{i=1}^{K_b M_s-1} (i + \delta)}{\sin(\delta\pi) (M_s K_b)^\delta \Gamma(M_s K_b)} \right) \exp \{ (1 - \tau_b) \sum_{n=1}^{M_s} \binom{M_s}{n} \left(\frac{z u \frac{1}{\delta} P_{sb}}{M_s} \right)^n (1 - e^{-a_b u}) \} fL_b(t) dt dz \quad (25)$$

$$\text{où } v_b^U = (1 - \beta_b) M_m P_{sb} \quad (26)$$

3. Massive MIMO

MIMO massif ou Massive MIMO est une forme du système MIMO multi-utilisateurs où les stations de bases et le nombre d'utilisateurs sont très nombreux. Massive MIMO est une

technologie du futur qui fournira des réseaux large bande plus sécurisés, robustes, efficaces.

3.1. Estimation de canal pour un système Mimo massif

La communication sans fil est plus souple que son homologue filaire, puisque les appareils sans fil sont autorisés à se déplacer librement. L'inconvénient est que les propriétés du canal sans fil changeront à mesure que l'utilisateur se déplace autour, ce qui rend plus difficile d'adapter la transmission, par exemple, trouver le débit de données approprié. Les propriétés suivantes permettent de comprendre les canaux sans fil:

- **Le Path loss:**

Lorsque les ondes radio sont émises par une antenne, ils se propagent dans toutes les directions comme l'eau d'un arroseur ferait. Par conséquent, on peut imaginer que la puissance du signal devient très faible quand la distance entre l'émetteur et le récepteur est très importante. Cette décroissance est appelé la perte de trajet et caractérise une grande partie de la puissance transmise qui sera reçu.

- **Evanouissement**

Quand les ondes radio se propagent dans toutes les directions, ils vont passer par de nombreux objets dans les environs: les bâtiments, les rues, les voitures, les arbres. Ces objets absorberont une partie de la

puissance du signal portée par les ondes radio. En fonction de la géométrie et le matériau des Objets, les ondes seront également reflétées (sur des surfaces planes), dispersées (sur des surfaces rugueuses), ou diffractée. Ces phénomènes sont illustrés dans la figure 6. L'implication est que les ondes radio transmises peuvent rebondir sur une multitude d'objets différents et arriver au niveau du récepteur par des chemins différents.

- **Le Shadowing:**

Dans certains environnements, il y a de grands bâtiments ou collines qui bloquent le chemin de l'émetteur vers le récepteur. Ce phénomène est appelé ombrage et signifie essentiellement que la puissance reçue dans une certaine zone peut être bien pire que décrit par la perte de trajet. Par opposition à la propagation par trajets multiples, l'ombrage crée des variations lentes de la puissance de signal au niveau de la réception, d'autres quittent la zone d'ombre avant que la situation s'accroît.

3.2. Estimation de canal pour système TDD

Dans un système TDD, les liaisons montantes et descendantes des transmissions utilisent le même spectre de fréquences, mais de différents intervalles de temps. Les canaux de liaison montante et descendante sont réciproques.

- **Transmission de données en liaison montante**

Pour la liaison montante, tous les K utilisateurs transmettent leurs données à la station de base dans une même fréquence de temps. La station de base utilise ensuite les estimations de canal en même temps que la combinaison linéaire des techniques pour détecter les signaux émis par tous les utilisateurs [6]. La transmission en liaison montante est le mécanisme où un nombre K d'utilisateurs transmettent un signal à la station de base. Posons S_k , ou $E\{|S_k|^2\}=1$, le signal par le Kième utilisateur. Comme les K utilisateurs ont la même fréquence de temps, le vecteur de signal $M \times 1$ reçu par la station de base est la combinaison de tous les signaux transmis par tous les K utilisateurs :

$$y_{ul} = \sqrt{p_u} \sum_{k=1}^K h_k s_k + n \quad (27)$$

$$= \sqrt{p_u} H_s + n \quad (28)$$

Avec p_u le rapport signal sur bruit (SNR) moyen, n est le vecteur de bruit additionnel.

On suppose que les éléments de n sont des variables aléatoires Gaussiennes indépendantes et distribuées de moyenne nulle, de variance unitaire, et indépendant de H . A partir de vecteur de signal y_{ul} et en connaissant les informations de l'état de canal ou CSI, la station de base détectera les signaux transmis par les K utilisateurs. Le modèle de canal (2.2) est le

canal à accès multiple qui a pour somme-capacité [7]:

$$C_{ul,sum} = \log_2 \det(I_k + p_u H^H H) \quad (30)$$

La somme-capacité mentionnée ci-dessus peut être trouvée en utilisant la technique d'annulation d'interférence successive (SIC) [8]. Avec la technique SIC, après qu'un utilisateur est détecté, son signal est soustrait du signal reçu avant que l'utilisateur suivant soit détecté. La somme capacité d'une transmission à liaison montante peut s'écrire :

$$C_{ul,sum} = \log_2 \det(I_k + p_u M I_k) = k \log_2 (1 + M p_u) \quad (31)$$

Avec K le gain de multiplexage et M le gain matriciel. Nous pouvons voir que, nous pouvons obtenir une grande efficacité énergétique et spectrale lorsque M et K sont grands. Sans aucune augmentation de la puissance transmise par terminal, en augmentant K et M , nous pouvons servir simultanément plusieurs utilisateurs dans la même bande de fréquence. En même temps le débit par utilisateur augmente également.

De plus, en doublant le nombre d'antennes à la station de base, nous pouvons réduire la puissance d'émission de 3 dB, en maintenant la qualité de service d'origine.

Les gains ci-dessus (gain de multiplexage et de gain matriciel) sont obtenus dans les conditions favorables à la propagation et l'utilisation d'un traitement optimal à la station de base. En massive MIMO, quand le nombre d'antenne à la station de base

est nombreux, à cause de la loi des grands nombres, les canaux deviennent favorables. Par conséquent, la transformation linéaire est presque optimale. Le gain de multiplexage et le gain matriciel peuvent être obtenus par une simple transformation linéaire. Aussi, en augmentant le nombre d'antenne à la station de base et le nombre d'utilisateurs, on peut toujours augmenter le débit.

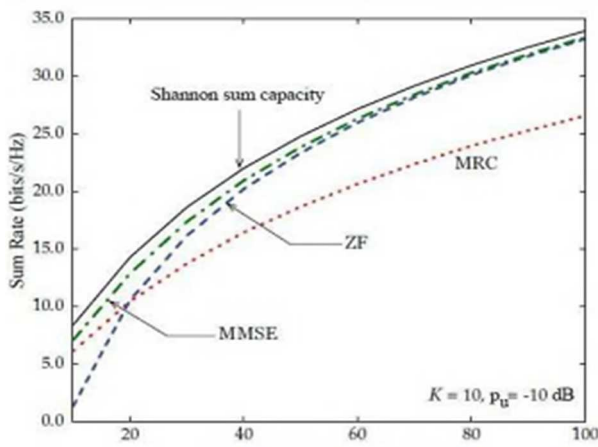


Figure 1. Taux de liaison montante selon différents récepteurs linéaires

• **Transmission de données en liaison**

Descendante

Sur la liaison descendante, la station de base transmet des signaux à tous les K utilisateurs dans la même ressource temps-fréquence. Plus précisément, la station de base utilise les estimations de canal en combinaison avec les symboles destinés aux K utilisateurs pour créer M signaux précodés qui sont alors alimentés à M antennes. La transmission de données de liaison descendante est décrite ci-dessous.

La liaison descendante est le scénario où la station de base transmet des signaux à tous les utilisateurs K.

On a x ou $E\{|x|^2\}=1$, le vecteur du signal transmis à partir des réseaux d'antennes au niveau de la station de base. Alors, le signal reçu au K ième utilisateur est donné par la formule suivante :

$$y_{dl,k} = \sqrt{p_d} \sum_{k=1}^K h_k^t x + z_k \quad (32)$$

Où p_d est le rapport signal sur bruit (SNR) moyen et z_k le bruit additive au K ième utilisateur. On suppose que z_k est un variable aléatoire Gaussien indépendant et identiquement distribué de moyenne nulle et de variance unitaire. Le vecteur de signal de l'utilisateur K peut être écrit comme suit :

$$y_{dl} = \sqrt{p_d} H^T x + z \quad (33)$$

Le modèle de canal (2.6) est le canal de diffusion dont le somme-capacité est donné par la relation suivante :

$$C_{sum} = \max_{\{q_k\}} \log_2 \det(I_k + p_d H^* D_q H^T) \quad (34)$$

où D_q est la matrice diagonale dont son K ième élément diagonal est q_k . La somme capacité (2.7) peut être définie en utilisant la technique DPC (Dirty-Paper Coding).

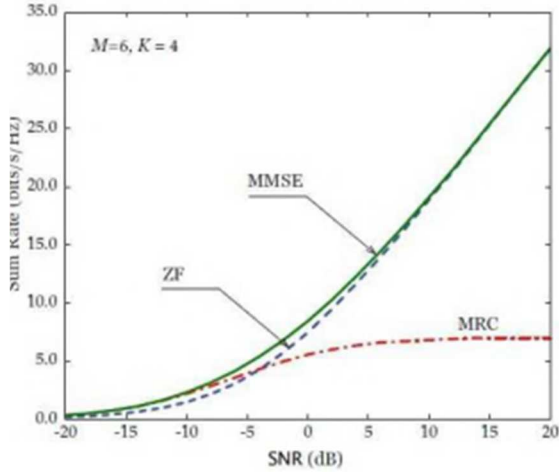


Figure 2. Performance des récepteurs linéaires pour une liaison montante

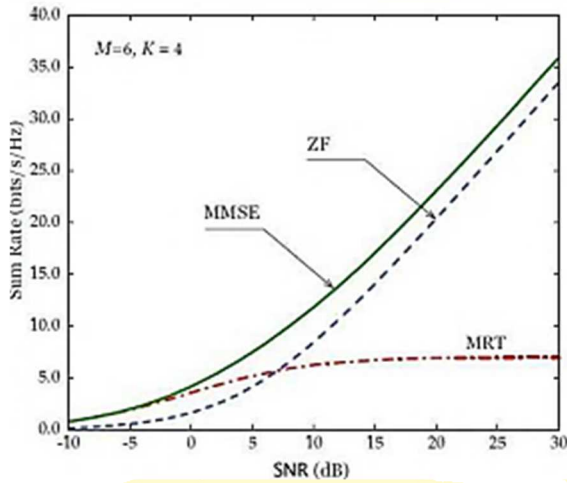


Figure 3. Performance des récepteurs linéaires pour une liaison descendante

3.3. Modèle de canal pour les antennes ULA

On utilise le modèle classique [4] du canal à trajets multiples. Le modèle du canal est défini par :

$$h_{lk}^{(j)} = \frac{B_{lk}^{(j)}}{\sqrt{P}} \sum_{p=1}^P a(\theta_{lkp}^{(j)}) e^{i\varphi_{lkp}^{(j)}}. \quad (35)$$

Où P est le nombre de chemins indépendants et identiquement distribué (i.i.d.), $e^{i\varphi_{lkp}^{(j)}}$ est la phase aléatoire i.i.d., et $a(\theta)$ représente le

vecteur de direction de la route en provenance de l'angle d'arrivée θ :

$$a(\theta) \triangleq \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-\frac{j2\pi D}{\lambda} \cos(\theta)} \\ \vdots \\ e^{-\frac{j2\pi(M-1)D}{\lambda} \cos(\theta)} \end{bmatrix} \quad (36)$$

où λ est la longueur d'onde du signal et D

l'espacement d'antenne. $B_{lk}^{(j)}$ est le coefficient de perte de trajet

$$B_{lk}^{(j)} = \sqrt{\frac{\alpha}{d_{lk}^{(j)\gamma}}} \quad (37)$$

γ dénote l'exposant d'atténuation, $d_{lk}^{(j)}$ est la distance géographique entre l'utilisateur et la j-ième station de base et α est une constante.

3.4. Modèle du vecteur de réponse d'un chemin élémentaire d'un réseau aléatoire

Dans ce cas, un chemin élémentaire avec un angle θ peut être représenté par le vecteur de réponse tel que :

$$a(\theta) \triangleq \begin{bmatrix} e^{-\frac{j2\pi d_1}{\lambda} \cos(\theta)} \\ \vdots \\ e^{-\frac{j2\pi d_M}{\lambda} \cos(\theta)} \end{bmatrix} \quad (38)$$

où la position de la m-ième antenne ($1 \leq m \leq M$), d_m , suit une distribution uniforme, i.e., $d_m \sim U(0, D)$.

4. Modèles de système à bande millimétrique

Le réseau de chaque opérateur Φ_m se compose de BS dont les emplacements sont modélisés à l'aide d'un processus de point de

Poisson (PPP) avec une intensité λ_m et des utilisateurs dont les emplacements sont répartis comme indépendants PPP avec intensité λ_m^u . Les BS de chaque opérateur peuvent transmettre avec la puissance P_m . On désigne le spectre total par B et on suppose que le $m^{i\text{ème}}$ opérateur détient une licence pour un spectre orthogonal de B_m bande passante qu'il peut partager avec d'autres.

Une probabilité qu'un lien soit LOS est dépendante de x et indépendante des types d'autres liens et est donnée par [5], [6] :

$$p(x) = \exp(-\beta x) \quad (39)$$

4.1. Puissance effective

La bande passante disponible W_n à chaque opérateur est B et l'opérateur interférant est $Q_n = \{1, 2, \dots, M\}$. La puissance effective reçue d'un BS B_{m_j} à l'UE est donnée par :

$$P_{m_j} = P_{m_j}^{avg} G(\theta_{m_j}) \quad (40)$$

4.2. Diagramme de rayonnement

On suppose que les BS de chaque opérateur sont équipées d'une antenne orientable ayant un diagramme de rayonnement donné [5]

$$G(\theta) = \begin{cases} G_1 & |\theta| < \theta_b \\ G_2 & \text{autrement} \end{cases} \quad (41)$$

Ici $G_1 \gg G_2$ et θ_b désignent une demi-largeur de faisceau.

4.3. Puissance moyenne reçue

La puissance moyenne reçue provenant du B_{m_j} à UE0 sans gain d'antenne est donnée par :

$$P_{m_j}^{avg} = P_m l_{s_{m_j}}(x_{m_j}) \quad (42)$$

4.4. Puissance effective reçue de cette BS

L'opérateur auquel l'utilisateur UE0 s'associe est k et l'indice de la BS de service par i. Étant donné que la BS de service aligne son antenne avec l'utilisateur de sorte que l'angle θ_{ki} entre l'antenne BS de service et la direction de l'utilisateur soit de 0° et que la puissance effective reçue de cette BS est

$$P_{ki} = P_k h_{ki} l_{s_{ki}}(x_{ki}) G(0) = P_k h_{ki} l_{s_{ki}}(x_{ki}) G_1 \quad (43)$$

Pour chaque BS B_{m_j} interférant pour $m \in Q_k$, l'angle θ_{m_j} est supposé être uniformément réparti entre $-\pi$ et π .

5. Conclusion

Nous avons étudié les capacités du canal massive MIMO par l'approche de géométrie stochastique du réseau de télécommunication 5G. Divers processus ponctuels et des modèles de canaux utilisés dans l'analyse pour différents composants dans les réseaux 5G.

On s'est également concentré sur la modélisation et l'analyse de l'information simultanée et du transfert d'énergie et on a souligné des propriétés fondamentales des chaînes de massifs MIMO et également des ondes millimétriques.

BIBLIOGRAPHIE

[1] N. Deng, W. Zhou, and M. Haenggi «*The Ginibre point process as a model for wireless networks with repulsion,* » Wireless Communications, IEEE Transactions, Jan 2015.

- [2] K. Mrvin, S. A. Mohamed, « *Digital Communication over Fading Channels – A Unified Approach to Performance Analysis* », 1st ed. Wiley 2000.
- [3] Howard H. Yang Tony Q.S. Quek, « *Massive MIMO Meets Small Cell Backhaul and Cooperation*», Springer, August 15,2016
- [4]A.F.Molisch,«*Wireless communications*», Wiley, 2010.
- [5] Bai and R. W. Heath Jr. « *Coverage and rate analysis for millimeter wave cellular networks,* » IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 14, no. 2, pp. 1100–1114, Feb. 2015
- [6] T. Bai, R. Vaze, and R. Heath, «*Analysis of blockage effects on urban cellular networks,* »IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 13, no. 9, pp. 5070–5083, Sept. 2014.
- [7] X. Gao, O. Edfors, F. Rusek, and F. Tufvesson, «Linear pre-coding performance in measured very-large MIMO channels,in Proc.San Francisco, CA, US, Sept. 2011.
- [8] D. Chizhik, F. Rashid-Farrokhi, J. Ling, and A. Lozano, «Effect of antenna separation on the capacity of BLAST in correlated channels,» IEEE Commun. Lett, vol. 4, no. 11, pp. 337339, Nov. 2000.
- [9] Massive MIMO: Fundamentals and System Designs, 2015 Hien Quoc Ngo.
- [10] A. Goldsmith and S. A. Jafar and N. Jindal and S. Vishwanath, «Capacity limits of MIMO channels,»IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 21, no. 5, pp. 684_702, June 2003.
- [11] D. N. C. Tse and P. Viswanath, «Fundamentals of Wireless Communications. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005
- [12] Marzetta, «Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas,» IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 9, no.11, pp. 35903600, Sep. 2010



MADA-ETI